

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

(11) N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 698 504

(21) N° d'enregistrement national :

92 14082

(51) Int Cl⁵ : H 04 B 7/005, 7/15, H 04 N 7/20

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 24.11.92.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la
demande : 27.05.94 Bulletin 94/21.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule.*

(60) Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

(71) Demandeur(s) : Société dite : THOMSON-CSF
(Société anonyme) — FR.

(72) Inventeur(s) : Lopez Patrick.

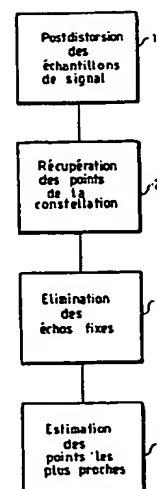
(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire : Lincot G.

(54) Procédé et dispositif d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite.

(57) Le procédé consiste à effectuer (1) une post-distorsion du signal provenant du satellite, à décoder (2) les points de la constellation du signal multi-porteuse reçu et à corriger (4) chaque point de la constellation par élimination des échos fixes pour estimer les points de la constellation qui sont les plus proches des points corrigés.

Les applications vont à la réalisation d'égaliseurs pour récepteurs de télévision.



FR 2 698 504 - A1



**Procédé et dispositif d'égalisation non linéaire
d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite**

La présente invention concerne un procédé et un dispositif d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse d'une liaison satellite.

Dans le cadre des transmissions de données numériques, différentes modulations peuvent être envisagées pour transmettre des informations, selon le type de support de transmission utilisé. Dans le domaine hertzien les choix semblent actuellement plutôt se porter vers une utilisation d'une modulation de type multi-porteuse. L'avantage obtenu est une uniformité de la modulation qui permet de transmettre le signal multi-porteuse sur des liaisons satellites. Cependant les non-linéarités introduites par les tubes à ondes progressives qui équipent l'électronique de retransmission des signaux des satellites imposent de prévoir dans les stations terrestres de réception des dispositifs d'égalisation reproduisant la fonction de transfert inverse des tubes à ondes progressives. Malheureusement le caractère hautement non-linéaire de cette fonction de transfert rend très difficile la reconstitution de la fonction de transfert inverse. En effet comme décrit dans l'article de A.A. SALEH ayant pour titre "Frequency independant and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers" publié dans la revue IEEE Trans. on Comm. vol. COM 29 Novembre 1981 pages 1715 à 1720, la fonction de transfert de type amplitude-amplitude et amplitude-phase d'un tube à ondes progressives peut être assimilée à une fonction linéaire sur une plage déterminée mais pour des amplitudes plus importantes il se produit un écrasement de l'amplitude et un déphasage notable entre sa sortie et son entrée. Le signal obtenu au niveau des récepteurs est par conséquent fortement altéré par ces distorsions. Le phénomène est encore plus aggravé avec un type de modulation multi-porteuses du type OFDM par exemple qui est l'abréviation anglo-saxonne de "Orthogonal Frequency Division and Multiplexing" dont le spectre est semblable à celui d'un bruit blanc et possède comme on le sait une forte dynamique dans le domaine temporel. En fait, la plupart des modems disponibles pour les liaisons satellites utilisent des modulations monoporteuses et

principalement la modulation à quatre états de phase QPSK. Les égaliseurs utilisés par ce type de modulation sont à filtre transverse à décision directe ou bien à décision incorporée dans une boucle. Ils équipent par exemple les modems connus sous les abréviations 70 Mbits ANT, EF Data SDM 70, EF Data SDM 450 etc... Mais comme il s'agit de modulation mono-porteuse à faible dynamique dans le domaine temporel ces égaliseurs ne tiennent pas compte des non-linéarités spécifiques des tubes à ondes progressives, bien qu'un égaliseur de ce type ait été proposé par M. J. PALICOT dans un article intitulé "Egalisation de perturbations non-linéaires" au Treizième Colloque du GRETSI de Septembre 1991. Mais l'efficacité de cette modulation reste limitée du fait du faible nombre d'états de la constellation d'états caractérisant les modulations QPSK.

Le but de l'invention est de pallier les inconvénients précités.

A cet effet, l'invention a pour objet un procédé d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite caractérisé en ce qu'il consiste :

- à effectuer une post-distorsion du signal provenant du satellite
- à décoder les points de la constellation du signal multi-porteuse

reçu

et à corriger chaque point de la constellation par élimination des échos fixes pour estimer les points de la constellation qui sont les plus proches des points corrigés.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront ci-après à l'aide de la description qui suit faite en regard des dessins annexés qui représentent :

- la figure 1 les différentes étapes du procédé d'égalisation selon l'invention mises sous la forme d'un organigramme ;
- la figure 2 un premier exemple de mise en oeuvre d'un égaliseur selon l'invention ;
- la figure 3 un deuxième exemple de mise en oeuvre d'un égaliseur selon l'invention.

Le procédé selon l'invention qui est représenté par les étapes 1 à 5 sur la figure 1 consiste à effectuer selon une première étape une post-

distorsion des échantillons de signal reçu provenant du satellite, à récupérer à l'étape 2 les points de la constellation du signal multi-porteuse reçu, à corriger à l'étape 3 chaque point de la constellation par élimination des échos fixes et à estimer à l'étape 4 les points de la
 5 constellation qui sont les plus proches des points corrigés.

La post-distorsion du signal reçu qui est effectuée à l'étape 1 a lieu en prenant en considération la réponse en amplitude du satellite et notamment celle de son tube à ondes progressives. La loi qui caractérise cette réponse est décrite dans l'article de A.A. Saleh précité. Il s'agit
 10 d'une loi inversible. L'expression du module du signal r qui est appliqué à l'entrée du tube à ondes progressives en fonction de celui r' qui est obtenu par sa sortie est de la forme

$$r = \frac{1 - \sqrt{1 - r'^2}}{r'} \quad (1)$$

Pour effectuer la post-distorsion du signal reçu le traitement
 15 consiste à effectuer une approximation de la caractéristique $(r, \phi) = f(r', \phi')$ où ϕ et ϕ' désignent les phases respectives du signal appliqué à l'entrée et du signal sortant du tube à ondes progressives par des gains complexes $g^{(j)}$.

En posant $m^{(j)} \cdot \exp(j \cdot \theta^{(j)}) \cdot g^{(j)} = m^{(j)} \exp(j \cdot \theta^{(j)})$ et en tenant
 20 compte du module et de la phase de $g^{(j)}$, la correction r_{cor} , ϕ_{cor} est obtenue en application des relations

$$\begin{aligned} r_{cor} \cdot \exp(j \cdot \phi_{cor}) &= g^{(j)} \cdot r' \cdot \exp(j \cdot \phi') \\ &= m^{(j)} \cdot r' \cdot \exp(j(\phi' + \theta^{(j)})) \end{aligned}$$

ce qui donne :

$$r_{cor} = m^{(j)} \cdot r' \quad (2)$$

$$\text{et } \phi_{cor} = \phi' + \theta^{(j)} \quad (3)$$

25 Le gain $g^{(j)}$ est appliqué au point si le module r' est situé dans une plage $D^{(j)} = [S^{(j)}, S^{(j+1)}]$ où $S^{(j)}$ désigne le seuil de décision d'appartenance attaché au gain $g^{(j)}$.

Chacun des échantillons d'un même symbole de modulation multi-symboles OFDM est ainsi post-distordu.

L'étape 2 qui consiste à récupérer les points de la constellation de symboles reçus s'effectue par un calcul d'une transformée de Fourier rapide ou FFT sur un nombre déterminé d'échantillons composant un même symbole et qui permet en absence d'échos, à condition que les gains $g^{(j)}$ aient été correctement calculés, de récupérer les points de la constellation émis. Ces calculs peuvent par exemple être effectués sur des symboles comportant 1024 échantillons à l'aide d'une FFT à 1024 points.

En fait, bien que l'antenne de réception des récepteurs de satellites soit généralement conformée pour être très directive, il faut pour récupérer les symboles éliminer les échos proches qui pourraient nuire à la détection des symboles provenant du satellite. Cette élimination peut être exécutée à l'aide par exemple d'un égaliseur fréquentiel du type de celui qui est décrit dans la demande de brevet PCT/FR 89 00546, et qui permet d'identifier la réponse fréquentielle du canal de transmission entre récepteur et satellite pour déconvoluer ensuite les paquets reçus par cette réponse.

L'identification a lieu par une émission périodique d'un symbole particulier appelé "paquet test" bien connu du récepteur. La transformée de Fourier du paquet test reçu, comparée à celle du paquet test émis fournit alors par raie les coefficients de correction.

Si $\{x_n\}$ désigne les échantillons du signal émis, $\{x'_n\}$ désigne les échantillons du signal reçu et $\{h_n\}$ désigne la réponse impulsionnelle du canal alors x'_n et x_n sont liés par le produit de convolution

$$\{x'_n\} = \{h_n\} * \{x_n\} \quad (4)$$

Moyennant l'utilisation d'un intervalle de garde de durée suffisamment grande pour absorber l'écho le plus grand, la relation (4) prend alors la forme d'un produit dans le domaine fréquentiel

$$X'_k = H_k \cdot X_k \quad (5)$$

où $\{X_k\}$ représente les informations contenues dans les raies de symboles de la modulation multi-porteuse OFDM et $\{X'_k\}$ ces mêmes informations obtenues au récepteur.

Le rôle des paquets test est d'estimer la réponse fréquentielle du canal $\{H_k\}$. En désignant par $\{X_k^{tst}\}$ et $\{X'_k^{tst}\}$ les transformées de

Fourier rapide des paquets tests à l'émetteur et au récepteur respectivement, chacune des raies vérifie la relation

$$\hat{H} = \frac{X_k^{tst}}{X_k^{tst}} \quad (6)$$

Les coefficients ainsi estimés sont ensuite appliqués pour corriger
5 chaque paquet de données reçu.

Une fois que le signal a été distordu et corrigé par les coefficients de correction l'organe de décision estime le point de la constellation qui est le plus proche de chaque point corrigé. L'estimation a lieu à partir d'un critère d'erreur défini à partir de l'erreur d'estimation entre chaque
10 point corrigé et le point estimé.

En désignant par X_n chaque échantillon de signal émis par le satellite, par $g^{(j)}$ les gains partiels, par $X_n^{(j)}$ les produits des gains, par y_n les échantillons de signal sur lesquels ont lieu le calcul de FFT, par y_k les échantillons de signal résultant du calcul de FFT, par \hat{H}_k les coefficients
15 de correction, par C_k le produit de la correction, par \hat{a}_k l'estimation de chaque point de la constellation, par e_k l'erreur d'estimation et par ϵ_r le critère d'erreur, le calcul d'estimation commence par associer à chaque échantillon de signal X_n un produit de gain $X_n^{(j)}$ suivant la relation :

$$X_n^{(j)} = X_n \cdot I_{D^{(j)}}(X_n) \quad (7)$$

20 avec $I_{D^{(j)}}(X) = 1$ si $X \in D^{(j)}$
et $I_{D^{(j)}}(X) = 0$ si $X \notin D^{(j)}$

chaque échantillon y_n est ensuite obtenu en effectuant une somme des échantillons $X_n^{(j)}$ pondérée par les gains partiels $g^{(j)}$ suivant la relation :

$$y_k = \sum_{j=1}^J g^{(j)} X_n^{(j)} \quad (8)$$

25 Un calcul de FFT sur les échantillons y_n est ensuite réalisé suivant la relation :

$$y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_n \cdot W_N^{-nk} \quad (9)$$

Les coefficients de correction C_k de chaque échantillon y_k sont ensuite calculés suivant la relation

$$C_k = \hat{H}_k \cdot Y_k \quad (10)$$

L'erreur d'estimation e_k est alors déterminée par la relation :

$$e_k = C_k - \hat{a}_k \quad (11)$$

Le critère d'erreur ε_r est alors déduit de e_k par la relation :

$$\varepsilon_r = \sum_{k \in I_k} \|e_k\|^2 \quad (12)$$

5

dans laquelle I_k désigne un sous-ensemble des indices des raies émises.

Les gains partiels $g^{(j)}$ sont calculés en mettant en oeuvre un algorithme de type gradient. En assimilant ε_r à une fonction de coût telle que :

10

$$\varepsilon_r = F(G) \quad (13)$$

où G désigne un vecteur ayant pour composantes les parties réelles et imaginaires de chacun des gains $g^{(j)}$ et F est une fonction quadratique, le minimum de cette fonction de coût conduit à une solution de la forme :

15

$$G_{t=i+1} = G_{t=i} - \alpha \cdot \nabla \varepsilon_r \cdot G \quad (14)$$

En explicitant les dérivées partielles de ε_r par rapport aux parties réelles $g_{Re}^{(j)}$ et imaginaires $g_{Im}^{(j)}$ et en utilisant le symbole $*$ pour désigner des parties imaginaires conjuguées.

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Re}^{(j)}} = \sum_{k \in I_k} \left[\frac{\partial (c_k - a_k)}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot (c_k - a_k)^* + \frac{\partial (c_k - a_k)^*}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot (c_k - a_k) \right] \quad (15)$$

20

$$\begin{aligned} &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\frac{\partial (c_k - a_k)}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\frac{\partial c_k}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\partial y_n}{\partial g_{Re}^{(j)}} \cdot W_N^{-nk} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \left[\frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n^{(j)} \cdot W_N^{-nk} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\hat{H}_k \operatorname{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^* \right] \quad (16) \end{aligned}$$

25

De manière analogue :

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{lm}^{(j)}} = 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\frac{\partial (c_k - a_k)}{\partial g_{lm}^{(j)}} \cdot e_k^* \right] \quad (17)$$

$$\begin{aligned} &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\frac{\partial c_k}{\partial g_{lm}^{(j)}} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\partial y_n}{\partial g_{lm}^{(j)}} \cdot W_N^{nk} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\frac{\hat{H}_k}{N} \sum_{n=0}^{N-1} j \cdot x_n^{(j)} \cdot W_N^{-nk} \cdot e_k^* \right] \\ &= 2 \sum_{k \in I_k} \operatorname{Re} \left[\hat{H}_k j \cdot \text{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^* \right] \quad (18) \end{aligned}$$

5

En posant :

$$A = 2 \sum_{k \in I_k} \left[\hat{H}_k \cdot \text{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^* \right]$$

Les dérivées partielles calculées ci-dessus s'expriment alors :

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Re}^{(j)}} = \operatorname{Re}(A) \quad (19)$$

$$\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Im}^{(j)}} = \operatorname{Re}(A) \quad (20)$$

10

La loi d'évolution des gain $g^{(j)}$ devient ainsi :

$$\begin{aligned} g_{nT}^{(j)} &= g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot \left(\frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Re}^{(j)}} + j \cdot \frac{\partial \varepsilon_r}{\partial g_{Im}^{(j)}} \right) \\ &= g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot (\operatorname{Re}(A) + \operatorname{Re}(jA)) \\ &= g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot A^* \end{aligned}$$

et finalement :

$$g_{(n-1)T}^{(j)} = g_{(n-1)T}^{(j)} - \alpha \cdot \left(\sum_{k \in I_k} \hat{H}_k \cdot \text{FFT}(k) \{ X_n^{(j)} \} \cdot e_k^* \right)^* \quad (21)$$

15

Ce qui précède fait apparaître des résultats intermédiaires qui sont les sorties de FFT calculées sur les échantillons avant la distorsion apportée par les gains $g^{(j)}$. Ces FFT s'introduisent de manière naturelle dans les calculs et modifient la structure de l'égaliseur afin de faciliter son im-

20

plantation.

Le procédé décrit précédemment est réalisable de la façon représentée par la structure simplifiée de l'égaliseur de la figure 2. Cet égaliseur comporte un quantificateur 1 couplé à des amplificateurs 2_1 à 2_j de gain respectifs $g^{(j)}$. Un circuit sommateur 3 réalise la fonction (8) et applique les échantillons y_n calculés à un dispositif de calcul FFT 4 par l'intermédiaire d'un registre à décalage 5. Les échantillons y_k fournis par le dispositif de calcul de FFT 4. sont appliqués sur une première entrée d'opérande d'un circuit multiplieur 6 qui reçoit sur une deuxième entrée d'opérande chacun des coefficients de correction \hat{H}_k pour élaborer les produits de correction c_k calculés suivant la relation (10). Les valeurs des échantillons c_k sont ensuite quantifiés pour un quantificateur 7 pour élaborer les valeurs d'estimation \hat{a}_k .

Toutefois, la loi d'évolution des coefficients $g^{(i)}$ suggère une seconde structure telle que celle représentée à la figure 3, faisant apparaître autant de FFT qu'il y a de niveaux de seuillage. Dans l'égaliseur représenté à la figure 3 les éléments homologues à ceux de la figure 2 sont représentés portant les mêmes références. A la différence avec la figure 2 chacune des n sorties du circuit de quantification 1 est couplée à un circuit amplificateur 2_1 à 2_j par l'intermédiaire respectivement d'un dispositif de calcul de FFT 8_1 à 8_j en série avec un registre à décalage (9_1 à 9_j). Dans ce mode de réalisation \hat{H}_k est alors calculé dans un multiplicateur 10 à partir des signaux de test X_k^{test} quantifié par un quantificateur 13 couplé en sortie du circuit sommateur 3. La différence $e_k = c_k - \hat{a}_k$ est calculée par un circuit soustracteur 11. Un dispositif de mise à jour 12 assure la mise à jour des gains $g^{(j)}$ en fonction de \hat{H}_R, e_k .

REVENDEICATIONS

1. Procédé d'égalisation non linéaire d'un signal multi-porteuse dans une liaison satellite caractérisé en ce qu'il consiste :

- 5 - à effectuer (1) une post-distorsion du signal provenant du satellite
- à décoder (2) les points de la constellation du signal multi-porteuse reçu
- et à corriger (4) chaque point de la constellation par élimination
- 10 des échos fixes pour estimer les points de la constellation qui sont les plus proches des points corrigés.

2. Procédé selon la revendication 1 caractérisé en ce que la post-distorsion du signal prend en considération la réponse en amplitude du satellite en approximant la caractéristique amplitude phase du signal sortant du satellite relativement au signal entrant dans le satellite par des gains complexes $g^{(j)}$.

15

3. Procédé selon la revendication 2 caractérisé en ce que le décodage des points de la constellation de symboles reçus a lieu en effectuant un calcul de transformée de Fourier rapide ($4 ; 8_1 - 8_i$) sur le signal post-distordu.

20

4. Procédé selon la revendication 3 caractérisé en ce qu'il consiste à calculer des coefficients de correction des raies du spectre du signal transformée en effectuant une émission périodique d'un paquet de signal test bien connu du récepteur, en effectuant une transformée de Fourier de chaque paquet test reçu et en la comparant (10) raie par raie à la transformée de Fourier du paquet test correspondant émis.

25

5. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4 caractérisé en ce qu'il comprend un premier quantificateur (1) couplé à des amplificateurs de gains complexes (2_j), un circuit sommateur (3) couplé sur ses entrées d'opérande à la sortie des amplificateurs de gain complexes (2_j), un dispositif de calcul de FFT (4) couplé entre la sortie du circuit sommateur (3) et une première entrée d'opérande d'un circuit multiplieur (6) recevant sur une deuxième entrée d'opérande les coefficients de correction \hat{H}_k élaboré à

30

partir de l'émission périodique des paquets de test, ainsi qu'un deuxième quantificateur (7) couplé à la sortie du circuit multiplieur (6) pour fournir les points de la constellation estimée.

5 6. Dispositif selon la revendication 5 caractérisé en ce qu'il comprend en plus un dispositif de mise à jour (12) des gains complexes $g^{(j)}$.

7. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4 caractérisé en ce qu'il comprend couplés entre un premier quantificateur (1) et un deuxième quantificateur (7) un circuit sommateur (3) couplé par ses entrées d'opérandes respectives
10 à un niveau du premier quantificateur par l'intermédiaire d'un dispositif de calcul FFT ($8_1 \dots 8_j$) et d'un amplificateur de gain complexe $g^{(j)}$, la sortie du circuit sommateur étant reliée au deuxième quantificateur (7) par l'intermédiaire d'un circuit multiplieur (6) recevant sur une deuxième
15 entrée de correction les coefficients de correction \hat{H}_k élaborés à partir de l'émission périodique de paquets de test, la sortie du deuxième quantificateur (7) fournissant les points \hat{a}_k de la constellation estimée.

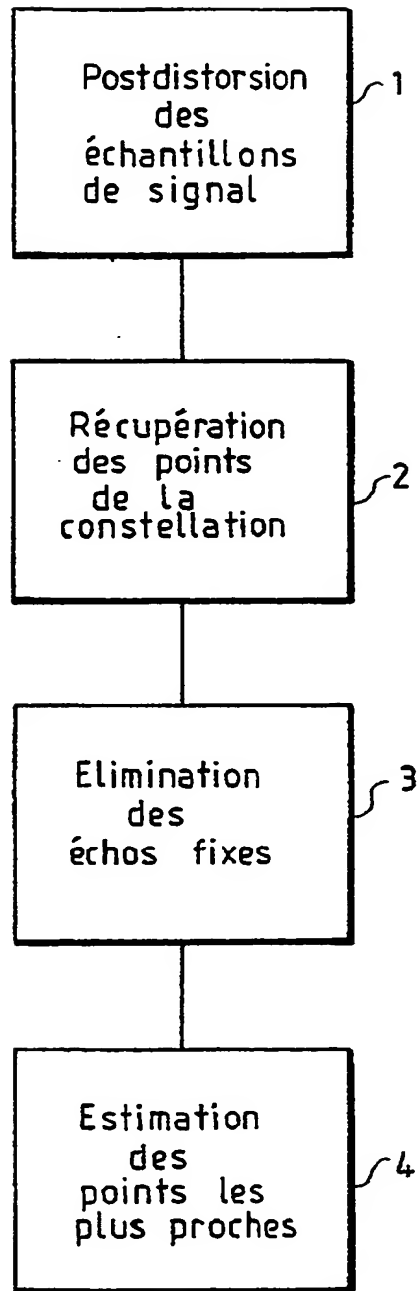


FIG.1

FIG.2

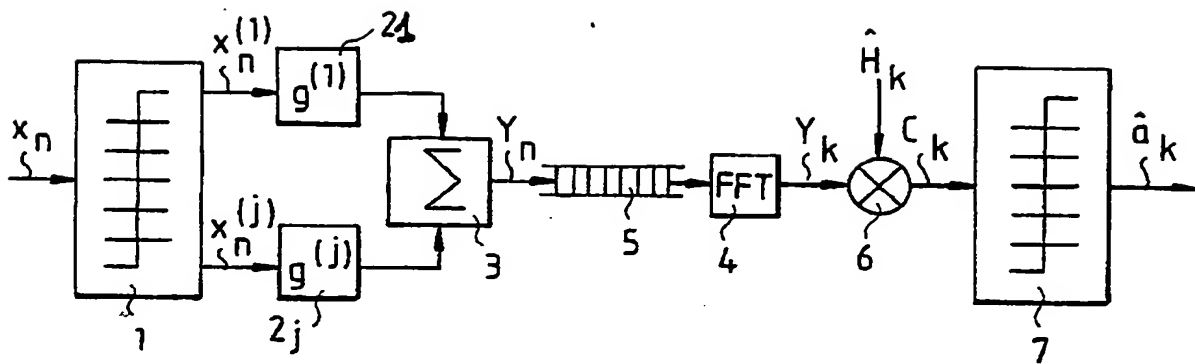
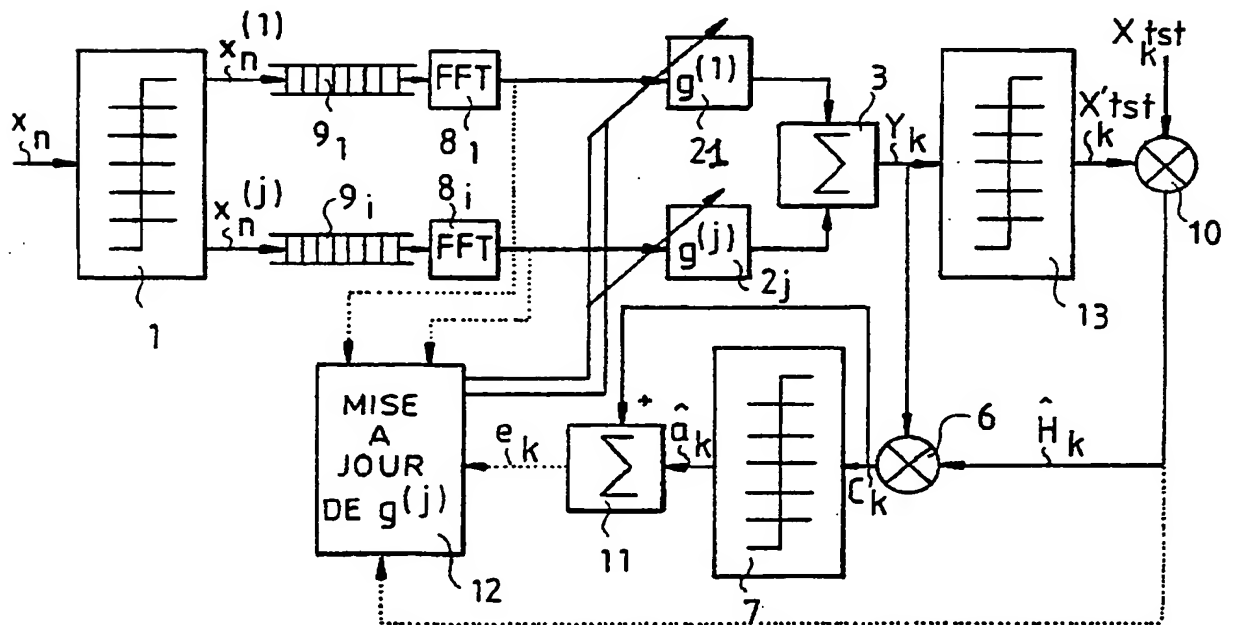


FIG.3



INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE
établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FR 9214082
FA 483852

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	2nd European Conference on Satellite Communications, 22-24 October 1991, Liège, BE; ESA, Noordwijk, NL, 1991; pages 179 - 184, Rapp: "Effects of HPA - nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM - signal for a digital sound broadcasting system" * abrégé * * page 184, colonne de gauche, alinéa 1 *	1
A	IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS vol. 30, no. 5, Mai 1982, NEW YORK US pages 1233 - 1242 SALEH 'Intermodulation analysis of FDMA satellite systems employing compensated and uncompensated TWT's' * abrégé *	1
A,D	IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS vol. 29, no. 11, Novembre 1981, NEW YORK US pages 1715 - 1720 SALEH 'Frequency - independent and frequency - dependent nonlinear models of TWT amplifiers' * abrégé * * page 1719, colonne de gauche, alinéa 4 - colonne de droite, alinéa 2 *	1
A	US-A-4 500 984 (SHIMBO ET AL.) * abrégé; figures 1,2 * * colonne 1, ligne 7 - ligne 20 * * colonne 1, ligne 59 - ligne 68 *	1
A,D	EP-A-0 365 431 (THOMSON - CSF) * abrégé * * page 7, ligne 12 - ligne 20 *	3-5,7
Date d'achèvement de la recherche 16 AOUT 1993		Examineur SCRIVEN P.
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons ----- & : membre de la même famille, document correspondant</p>		